

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ  
И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
Северо-Кавказский филиал ордена Трудового Красного Знамени  
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения  
высшего образования  
«Московский технический университет связи и информатики»

**А.Г. ЖУКОВСКИЙ**

**В.И. ЮХНОВ**

Методические указания  
По выполнению практического занятия №5  
по дисциплине

## **СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ**

Направление подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и  
системы связи.  
Профиль «Мобильная связь и интернет вещей»

Ростов-на-Дону  
2022

Методические указания  
по выполнению практического занятия №5  
по дисциплине  
**СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ**

Рассмотрено и одобрено  
на заседании кафедры «ИТСС»  
Протокол от «19» декабря 2022 г., № 5.

## **Практическое занятие № 5**

### **ПРИЕМ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ**

#### **1 Цель работы (занятия)**

Изучить:

- Область возможности работы сотовых сетей в условиях помех
- Техническую реализацию различных устройств
- Освоить значения терминов и определений;
- Знать основные методы борьбы с замираниями и помехами

#### **2 Оборудование рабочего места:**

- компьютеры, подключенные в сеть интернет
- коммутатор
- набор кабелей

#### **Задание на выполнение практической работы**

- Изучить принципы функционирования сотовых сетей в условиях помех и многолучевого распространения;
- Изучить технические требования к устройствам, предназначенных для борьбы с помехами
- Провести сравнение различных стандартов сотовой связи.

#### **Содержание и оформление отчета о практической работе**

- Отчет оформляется в электронном виде с использованием текстовых редакторов и материалов из сети интернет
- Записать основные определения и характеристики.
- Зарисовать схемы
- Провести сравнение различных стандартов сотовой связи.
- Сделать выводы.

## 1. Реализация разнесенного приема

Метод разнесенного приема (*diversity reception*) используется для выделения информации из нескольких сигналов, передаваемых по независимо замирающим путям, называемым ветвями разнесения. Идея метода состоит в том, что сигналы, отличающиеся (разнесенные) по какому-либо параметру, подвержены замираниям, корреляция между которыми тем меньше, чем существеннее разнесение. Другими словами, неблагоприятная (сопровождающаяся подавлением суммарного сигнала) многолучевая интерференционная картина в одной из ветвей разнесения вовсе не означает, что условия приема в других ветвях столь же плохи. Вследствие этого комбинирование параллельных сигналов, поступающих по разным ветвям разнесения, позволит смягчить вредный эффект глубоких замираний.

Как видно, процедура разнесенного приема включает в себя решение двух отдельных задач:

- организация ветвей разнесения и разделение принимаемых сигналов, разнесенных по какому-либо параметру;
- комбинирование разделенных сигналов с целью формирования результирующего сигнала с более высоким качеством (с меньшей глубиной замираний, с большей мощностью или большим отношением сигнал-шум).

### 2.1. Классические методы разнесения

Можно выделить два обобщенных класса методов разнесения: макроразнесение и микроразнесение. (Используются также термины "макроскопическое" и "микроскопическое" разнесение.)

При макроразнесении параллельные пути с независимыми медленными замираниями формируются с помощью двух или более антенн, расположенных на различных БС.

Микроразнесение предназначено для комбинирования сигналов, принимаемых на одной и той же станции (базовой или мобильной), и служит для ослабления влияния быстрых замираний.

Принципиально возможны несколько методов разнесения.

*Разнесение по компонентам электромагнитного поля (electromagnetic diversity).* При вертикальной поляризации излучаемых радиоволн, характерной для СМР, напряженность электрического поля и ортогональные (параллельная и перпендикулярная направлению движения МС) составляющие магнитного поля могут рассматриваться как независимые. Специальные "энергетически-плотностные" антенны способны принимать эти компоненты независимо. Практического применения в настоящее время не находит.

*Поляризационное разнесение (polarization diversity).* Прием сигналов на две антенны (например, штыревая и петлевая) позволяет разделить вертикально и горизонтально поляризованные сигналы. Метод не находит практического применения, поскольку в диапазоне СВЧ замирания сигналов

с различной поляризацией оказываются сильно коррелированными.

*Угловое разнесение (angle diversity).* Сигналы с разными углами прихода могут быть разделены антеннами с частично перекрывающимися диаграммами направленности. При этом корреляция сигналов на выходах разных антенн тем слабее, чем меньше перекрытие этих диаграмм. Необходимо при этом учитывать, что мощность сигналов, принимаемых различными антеннами, будет существенно различной.

*Частотное разнесение (frequency diversity).* Коэффициент корреляции двух сигналов, разнесенных по частоте, определяется их взаимной частотной расстройкой. При достаточном разнесении (большем полосе частотной когерентности) сигналы на разных частотах, а значит, и замирания этих сигналов, будут слабо коррелированными.

Одновременное излучение сигналов в двух и более частотных диапазонах в современных СМР не используется. Примером использования разнесения по частоте являются медленные (с частотой кадров 217 Гц) скачки по частоте, реализованные в ССМС стандарта GSM. При изменении частоты, превышающем полосу когерентности, сигналы в соседних кадрах окажутся некоррелированными, что устраняет пакетные ошибки при глубоких замираниях.

*Пространственное разнесение (space diversity).* Может быть реализовано на подвижной станции за счет приема сигналов в различные моменты времени. Коэффициент корреляции принимаемых сигналов определяется перемещением МС.

На БС пространственное разнесение реализуется при приеме сигналов двумя или более антеннами. При этом коэффициент корреляции, кроме величины разноса антенн, определяется и высотой их установки.

Другим способом пространственного разнесения является излучение сигналов одной БС через разные антенны (*antenna diversity*), предусмотренное спецификациями систем третьего поколения 3GPP.

*Временное разнесение (time diversity)* может быть реализовано при передаче сигнала на нескольких временных отрезках, причем разнос между соседними отрезками должен быть не менее времени когерентности канала связи.

*Кодирование с исправлением ошибок* иногда также трактуется как один из вариантов временного разнесения в цифровых системах передачи.

Следует отметить, что для большинства рассмотренных методов разнесения в принципе не существует ограничения на количество ветвей разнесения.

Рассмотрим возможные методы комбинирования сигналов при разнесенном приеме.

При макроразнесении основным (практически единственным используемым) методом комбинирования является селективное комбинирование (автовыбор). При этом методе из двух или более принятых сигналов выбирается наибольший. Возможная структура, реализующая данный метод, приведена на рис. 9.1.

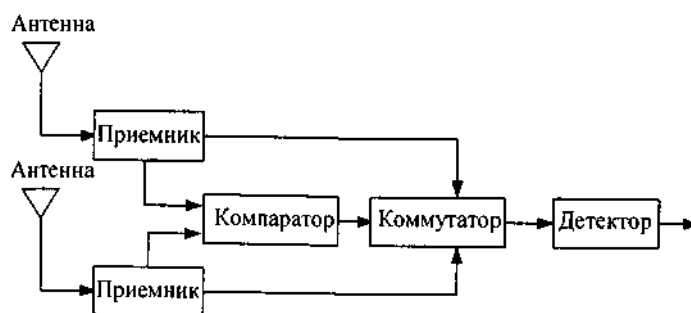


Рис. 6.1. Структура автовыбора при макроразнесении

Если подобный приемник, содержащий число параллельных каналов, равное числу ветвей разнесения, представляется слишком затратным в аппаратном отношении, вместо него можно использовать приемник с переключением или *сканированием*, показанный на рис. 9.2. Разумеется, его аппаратное упрощение сопровождается определенными энергетическими потерями по отношению к предыдущему, связанными с необходимостью периодически повторять процесс сканирования.

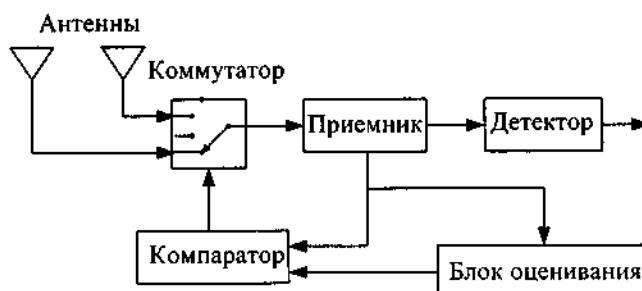


Рис. 6.2. Структура автовыбора со сканированием

Примером использования автовыбора при макроразнесении является комбинирование сигналов, принимаемых на МС от двух или более БС, разнесенных в пространстве.

Метод реализован, например, в ССМС стандарта IS-95. В соответствии с данным стандартом сигналы в прямом канале излучаются когерентно несколькими БС. На рис. 9.3 показаны две такие станции и примерные зависимости уровней сигналов  $r_1(k)$  и  $r_2(k)$ , принимаемых МС от этих БС в течение последовательных отрезков времени - кадров (по оси абсцисс отложены номера кадров). В приемнике МС эти сигналы разделяются за счет их различной кодовой окраски. В транскодере, входящем в состав приемника МС, в каждом кадре из принятых сигналов выбирается наибольший:

$$r_{рез}(k) = \max \{r_1(k), r_2(k)\}$$

что обеспечивает более высокое качество результирующего сигнала по сравнению с каждым из принятых сигналов БС.

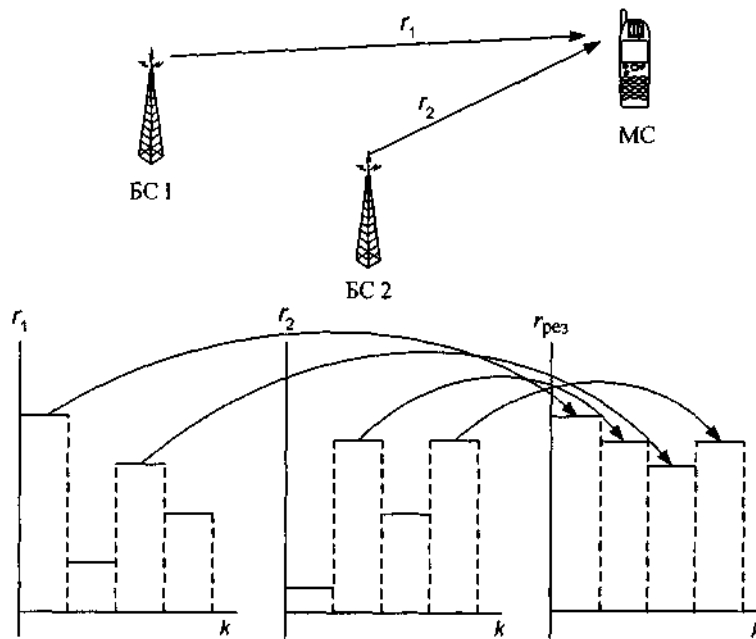


Рис. 6.3. Макроразнесение в стандарте IS-95

При микроразнесении, используемом при быстрых замираниях, очень важно, чтобы комбинируемые при разнесении сигналы имели равные средние мощности. Остановимся на следующих возможных методах комбинирования, характерных для ССМС:

- селективное комбинирование (автовыбор);
- оптимальное когерентное сложение, максимизирующее отношение сигнал-шум;
- равновесное когерентное сложение.

Принципиально метод селективного комбинирования наиболее прост и аналогичен автовыбору при макроскопическом разнесении. Однако практическая реализация автовыбора при микрокопическом разнесении наталкивается на трудности, связанные с необходимостью установки плавающего порога. Реальная альтернатива - *комбинирование с коммутацией ветвей разнесения*. При этом методе переключение ветвей производится в тот момент, когда ранее выбранный сигнал окажется ниже заранее установленного порога.

Когерентное сложение, максимизирующее отношение сигнал-шум, заключается в весовом суммировании предварительно сфазированных сигналов:

$$r = \sum_{j=1}^M C_j r_j, \quad (6.9)$$

где  $C_j$  - коэффициенты усиления соответствующих ветвей разнесения.

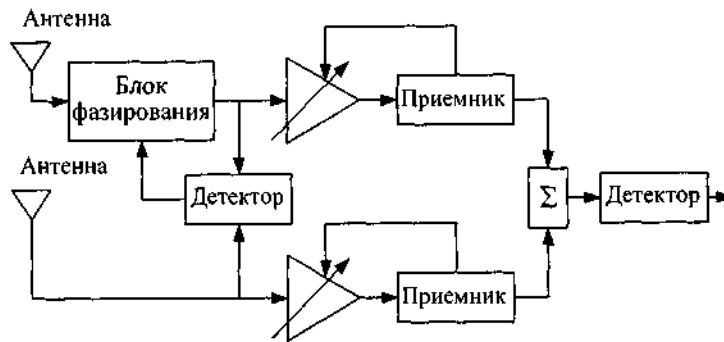


Рис. 6.4. Структура приемника с оптимальным весовым сложением

Возможная структура, реализующая метод, приведена на рис. 9.4.

Подобный алгоритм приема осуществляет многоканальную согласованную фильтрацию сигналов, пришедших по параллельным ветвям разнесения, и потому максимизирует результирующее отношение сигнал-шум. Поскольку, однако, текущее отношение сигнал-шум в ветвях разнесения постоянно флуктуирует в силу замираний, его приходится непрерывно отслеживать, что существенно усложняет аппаратную реализацию приемника.

Шагом в направлении упрощения приемника является переход к когерентному равновесному сложению (рис. 9.5), не требующему введения следящих петель для измерения текущего отношения сигнал-шум в каждой ветви.

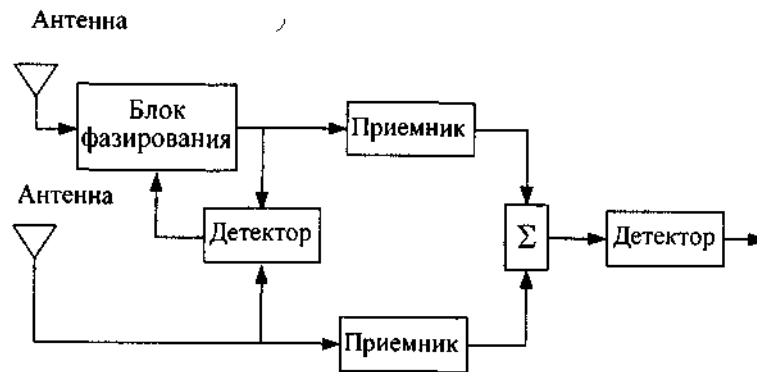


Рис. 6.5. Структура равновесного сложения

Суммирование с равными весами несколько хуже оптимального, максимизирующего отношение сигнал-шум, но лучше селективного комбинирования. Выигрыш в отношении сигнал-шум при оптимальном когерентном суммировании составит 10 дБ. Переход к равновесной схеме снизит его до 9,1 дБ, тогда как автовыбор обеспечит лишь выигрыш в 4,7 дБ. Подчеркнем еще раз весьма ориентировочный характер этих цифр.

Разнесенный прием позволяет существенно улучшить помехоустойчивость систем подвижной радиосвязи. Достижимый выигрыш можно оценить допустимым снижением отношения сигнал-шум в ветвях разнесения при сохранении результирующей частоты битовых ошибок. Так



при допустимой частоте битовых ошибок  $10^{-3}$  наличие двух ветвей разнесения (с оптимальным сложением) позволяет снизить требуемую мощность сигнала на 15 дБ. При уменьшении допустимой вероятности ошибки на бит энергетический выигрыш за счет разнесения становится еще заметнее.

## 2.2. Многолучевое разнесение

Как уже отмечалось выше, при многолучевом распространении сигналы, приходящие различными путями, слабо коррелированы. Влияние замираний будет существенно снижено, если скомбинировать такие сигналы. Однако для этого необходимо разделить сигналы, приходящие по различным лучам.

Подобная задача, не выполняемая в узкополосных системах, весьма изящно решается при использовании широкополосных сигналов, имеющих полосу многократно превосходящую полосу когерентности канала.

Для того чтобы сдвинутые по времени многолучевые компоненты сигнала наблюдались раздельно на выходе линейного фильтра приемника, необходимо, чтобы отклик фильтра на каждую из названных компонент был кратковременным по сравнению с их взаимным временным сдвигом. В качестве приемного фильтра естественно принять согласованный, наилучшим образом очищающий сигнал от шума. Отклик последнего на сигнал, с которым он согласован, есть, как известно, автокорреляционная функция сигнала. Таким образом, для разделения многолучевых компонент пригодны сигналы с "острой" автокорреляционной функцией. Для ССМС, как и для ряда других систем, нежелательно применение коротких импульсных сигналов, поскольку "вложить" требуемую энергию в короткий импульс можно только за счет повышенной пиковой мощности, что плохо сочетается со стремлением иметь портативные и энергосберегающие МС, дружественные в экологическом отношении. Тем самым становится очевидным, почему для многолучевого разнесения требуются именно широкополосные (сложные - *spread spectrum*) сигналы: сам сигнал имеет достаточно большую длительность, но согласованный фильтр укорачивает (сжимает) его. Хрестоматийным является факт, что совмещение этих требований возможно только для сигналов, имеющих большое значение произведения полосы на длительность (т.е. коэффициент расширения спектра).

Обратимся к рис. 9.6. Сигнал, искаженный многолучевым каналом (на рис. 9.6, а показаны три сигнала, пришедшие по различным лучам), подается на согласованный фильтр, и, если сигнал синтезирован грамотно, на выходе фильтра наблюдаются разрешенные компоненты в виде острых неперекрывающихся пиков (рис. 9.6, б). Последняя эпюра напоминает садовые грабли (по-английски *rake*), что и определило наименование устройства, осуществляющего многолучевое разнесение, - "RAKE-приемник".

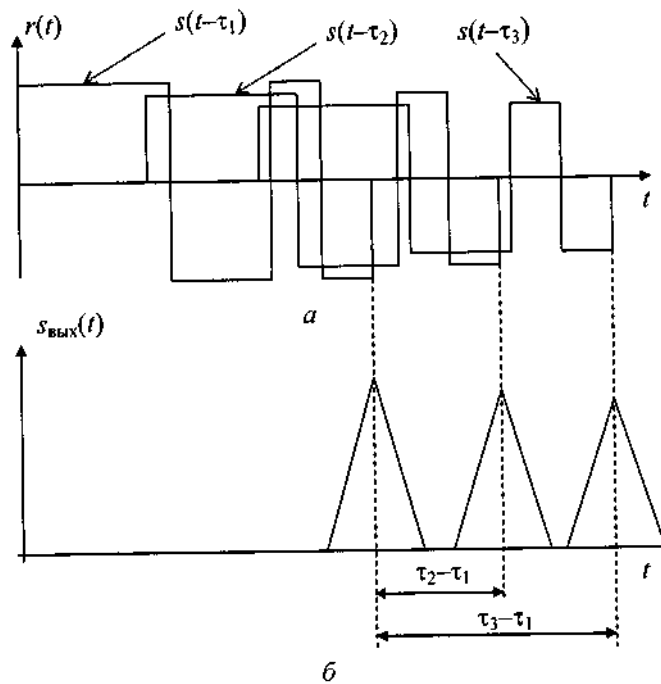


Рис. 6.6. Разделение сигналов при многолучевом разнесении

RAKE-приемник был разработан Прайсом и Грином еще в 1958 г., однако внедрение подобной технологии в коммерческих масштабах стало возможным сравнительно недавно. При этом, как правило, вместо согласованных фильтров используются эквивалентные им, но технически более простые параллельные корреляторы с числом каналов, равным количеству разделяемых лучей.

На рис. 9.7 приведена структура  $M$ -канального RAKE-приемника. Принимаемое колебание  $r(t)$  поступает на  $M$  параллельных корреляторов, на вторые входы которых подаются местные опоры  $s(t-r_1)$ ,  $s(t-r_2)$ , ...,  $s(t-r_M)$ , представляющие собой копии переданного сигнала с временными сдвигами  $r_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ , равными предсказанным задержкам многолучевых компонент. На выходе каждого коррелятора формируется отсчет отклика на соответствующую компоненту входного сигнала (при безошибочном предсказании задержки точно совпадающий с реакцией согласованного фильтра в нужный момент). Далее полученные отсчеты поступают на устройство комбинирования, действующее в соответствии с одной из ранее рассмотренных процедур.

Комбинирование сигналов на основе RAKE-приемника реализовано в ССМС стандарта IS-95. Приемные устройства МС и БС включают несколько (3 на МС и 4 на БС) параллельно работающих корреляторов, которые выделяют наиболее сильные сигналы. Выходы корреляторов сводятся к одному и тому же моменту времени и суммируются. Тем самым эффект многолучевого распространения используется для повышения качества связи.

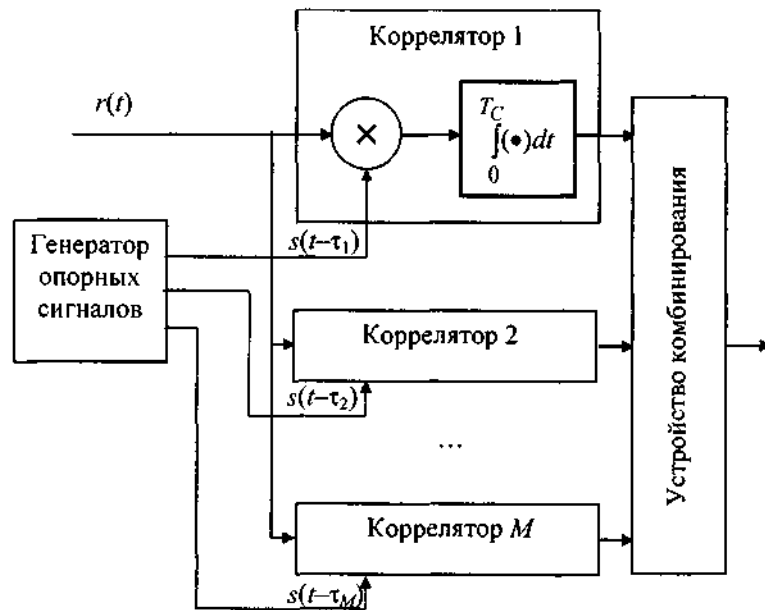


Рис. 6.7 Структура RAKE-приемника

Как можно понять, эффективность RAKE-приемника находится в прямой зависимости от точности знания характеристик канала.

В настоящее время разработаны и применяются многочисленные модификации RAKE-алгоритмов. Наиболее современными являются адаптивные RAKE-приемники, в которых характеристики канала рекуррентно оцениваются в процессе работы.

Подчеркнем еще раз необходимость тщательного выбора закона модуляции сигнала для систем, в которых предполагается использование алгоритма RAKE. При этом следует иметь в виду, что требование широкополосности (большого отношения ширины спектра сигнала к полосе когерентности) является необходимым, но не достаточным. Среди множества широкополосных сигналов подходящими для обсуждаемых применений являются лишь те, которые обладают "хорошими" автокорреляционными свойствами. Последнее требование подразумевает острый пик и малый уровень боковых пиков реакции на сигнал согласованного фильтра. Синтез сигналов такого рода является весьма нетривиальной задачей, постоянно привлекающей к себе внимание исследователей.

Выше, применительно к различным аспектам функционирования систем мобильной связи, уже отмечались существенные преимущества широкополосной передачи в сочетании с кодовым разделением сигналов абонентов. Одним из многих аргументов в пользу широкополосной идеологии является и сопутствующая только ей возможность реализации многолучевого разнесения.

### 3. Подавление межсимвольной интерференции

В узкополосных (т.е. не использующих сложные сигналы) системах многолучевые компоненты, имеющие различную временную задержку, не могут быть разделены (по крайней мере, без серьезных энергетических потерь) с помощью алгоритмов типа RAKE. В результате наложения запаздывающей копии сигнала, модулированного цифровым потоком данных, на опережающую текущая посылка последней искажается предыдущей посылкой запаздывающей копии. Возникающая таким образом специфическая помеха называется *межсимвольной интерференцией* (МСИ).

Очевидно, что МСИ существенно затрудняет декодирование принимаемых сигналов и приводит к увеличению частоты битовых ошибок.

К настоящему времени разработан ряд методов борьбы с МСИ. Коротко рассмотрим основные из них.

#### 3.1. Алгоритм Витерби

В цифровых системах мобильной связи передача информации производится поэлементно с некоторым фиксированным интервалом между последовательными послылками.

В простейшем случае текущая наблюдаемая приемником посылка зависит только от текущей переданной. При этом оптимальным (в смысле минимизации средней вероятности ошибочного декодирования сообщения) является посимвольный прием, в процессе которого решение о значении каждой переданной посылки принимается отдельно, независимо от предыдущих и последующих посылок.

При наличии МСИ, однако, ситуация не столь проста, поскольку каждое наблюдение определяется наряду с текущей также и предыдущими послылками. Тем самым в наблюдаемом сигнале проявляется зависимость от прошлого, т.е. память.

Посимвольный прием при этом не является оптимальным и уступает так называемому "приему в целом", при котором решение о принятом сообщении выносится по результатам совместной обработки многих последовательных посылок. Поскольку сложность соответствующего приемника экспоненциально растет с памятью, его практическая реализация может оказаться проблемной.

Алгоритм Витерби, первоначальным назначением которого было декодирование сверточных кодов, во многих случаях заметно упрощает процедуру "приема в целом" и потому часто применяется для борьбы с межсимвольной интерференцией.

При конечном числе интерферирующих лучей (что имеет место в любой практической системе) МСИ можно рассматривать как выход устройства с конечным числом состояний. Это позволяет выход канала с МСИ представить в виде кодовой решетки.

Алгоритм Витерби является рекуррентным алгоритмом последовательного поиска пути на решетке, обеспечивающим максимально

правдоподобное декодирование сигнала.

Вычислительная сложность алгоритма Витерби экспоненциально возрастает с величиной временного рассеяния в канале. Для каждого нового принимаемого символа в бинарном случае необходимо вычислять  $2^{M+1}$  метрик. Для каналов с большим временем рассеяния это может стать серьезным препятствием при практической реализации алгоритма.

### **3.2. Формирование спектра излучаемых сигналов**

При заданной скорости передачи данных (длительности передачи символа) влияние МСИ зависит от частотной характеристики канала, определяющей значение времени рассеяния, и спектра излучаемого сигнала, определяющего длительность отклика в приемнике.

В цифровой системе связи спектральную плотность мощности излучаемого сигнала можно формировать путем выбора формы импульса, а также введением корреляции (памяти) посредством кодирования.

Кодирование для формирования спектра сигнала выполняется после канального кодирования. Используемые для этой цели коды обычно называют в литературе *модуляционными кодами* или *кодами перевода данных*. Такие коды вводят определенные ограничения на последовательность передаваемых символов, подаваемых на модулятор. Тем самым в сигнал вводится память, которая может быть далее использована при демодуляции (в частности, с помощью алгоритма Витерби).

## **2. Применение эквалайзера в частотно-селективных каналах**

В узкополосных цифровых системах (в частности, в ССМС стандартов GSM и D-AMPS) для компенсации межсимвольных искажений, возникающих за счет многолучевого распространения, может быть использован *эквалайзинг* (*equalizing* - буквально выравнивание). Метод предназначен для компенсации разности хода между составляющими при многолучевом распространении, которая приводит к МСИ. По существу эквалайзер представляет собой адаптивный фильтр, настраиваемый таким образом, чтобы сигнал на его выходе был в возможно большей степени очищен от межсимвольных искажений, содержащихся во входном сигнале.

Эквалайзеры, используемые, например, в ССМС стандарта GSM, обеспечивают выравнивание по времени импульсных сигналов при рассогласовании до 16 мкс.

Принцип выравнивания хорошо иллюстрирует схема простейшего линейного эквалайзера с трехэлементной линией задержки, рассмотренная на рис. 9.8.

Алгоритм работы приведенного устройства достаточно прост. Если на входе фильтра присутствует основной сигнал и его копия, сдвинутая на время  $\tau$ , равное времени задержки сигнала в фильтре, и уменьшенная по амплитуде, то подбором коэффициентов можно добиться, чтобы на выходе

фильтра полностью сохранился основной сигнал, а вторая составляющая, представляющая собой помеху, была уменьшена.

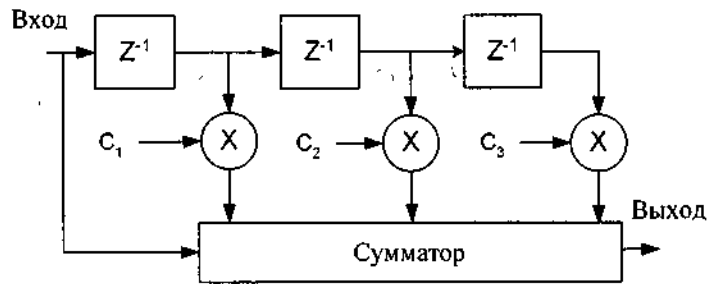


Рис. 6.8. Структура линейного эквалайзера

Ясно, что такой эквалайзер будет выполнять свое назначение лишь в том случае, когда, кроме основного сигнала, имеется только один дополнительный и его задержка относительно основного сигнала равна времени задержки сигнала в фильтре.

В реальных условиях на вход приемного устройства может поступать большое число сигналов (радиоволн), задержка между которыми неизвестна.

Линейным эквалайзером, наиболее часто используемым на практике, является линейный трансверсальный фильтр (рис. 6.9). На его вход поступает принятая сигнальная последовательность, а выходом являются оценки информационной последовательности.

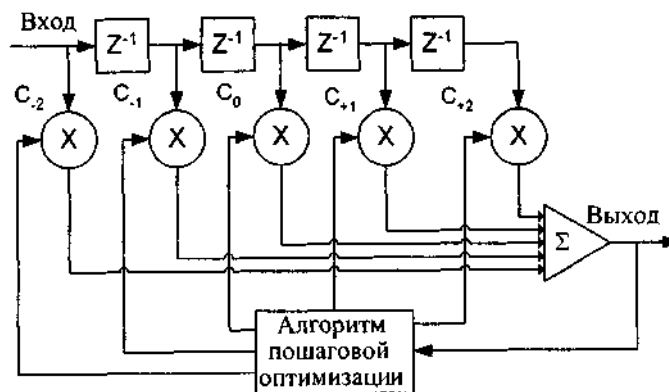


Рис. 6.9. Линейный трансверсальный фильтр

В рассмотренной структуре линейного эквалайзера задержка сигнала между ячейками равна длительности символов. Такое построение является оптимальным, если перед эквалайзером имеется фильтр, согласованный с переданным сигналом, искаженным в канале. Если характеристики канала неизвестны, то приемник обычно согласуется с переданным сигнальным импульсом. При этом эффективность выравнивания существенно снижается.

В *дробных эквалайзерах* используется дискретизация приходящего сигнала с частотой, не меньшей удвоенной ширины спектра сигнала (т.е.

задержка между ячейками не превышает времени дискретизации по Котельникову).

Линейные эквалайзеры относительно просты по устройству, однако при больших искажениях сигналов, что характерно для систем мобильной радиосвязи, их эффективность оказывается невысокой.

Примером нелинейного эквалайзера является *эквалайзер с обратной связью по решению* (рис. 9.10). Он состоит из двух фильтров - фильтра прямой и фильтра обратной связи по решению (ОСР). Прямой фильтр идентичен линейному трансверсальному фильтру, рассмотренному выше (рис. 9.9). Фильтр обратной связи имеет на своем входе последовательность решений по предшествующим продетектированным символам (что и обуславливает нелинейность эквалайзера) и используется для устранения в предстоящей оценке части МСИ, вызванной предыдущими символами.

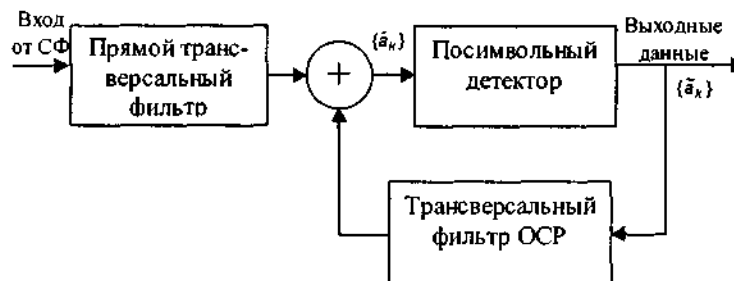


Рис. 6.10. Эквалайзер с обратной связью по решению

Все рассмотренные эквалайзеры ориентированы на ситуацию, когда характеристики канала (импульсная, частотная) в достаточной мере известны приемной стороне. Однако для ССМС такая ситуация не характерна. В большинстве случаев характеристики канала априори не известны и, кроме того, не постоянны.

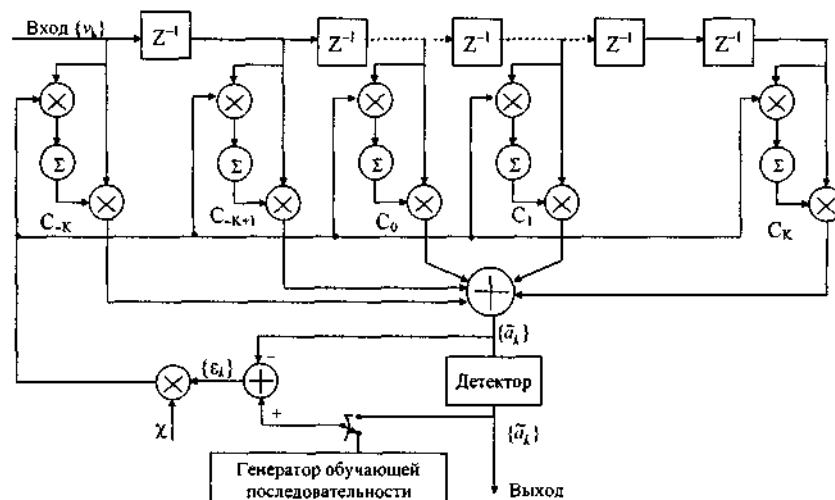


Рис 6.11. Линейный адаптивный эквалайзер

Поэтому эквалайзер должен включать петлю адаптации, чтобы изменения характеристик канала могли быть учтены в процессе работы.

На рис. 9.11 представлена схема линейного адаптивного эквалайзера, основанного на критерии минимума среднеквадратической ошибки.

Для первоначального оценивания весовых коэффициентов эквалайзера желательно иметь информацию о переданной информационной последовательности. Во всех цифровых ССМС это обеспечивается включением "обучающей последовательности" в состав каждого кадра передачи речевого сигнала.

Принципиально возможно построение адаптивного эквалайзера, не использующего для первоначальной настройки обучающую последовательность ("слепое выравнивание").

В заключение можно отметить, что эквалайзер не всегда рассматривается как функционально необходимое звено приемника и спецификации, как правило, отдают производителю решение вопроса о его наличии или отсутствии.

## Контрольные вопросы

1. Какова полоса частот, используемая в стандарте GSM?
2. Какова полоса частот, используемая в стандарте CDMA?
3. Какой вид дуплекса используется в стандарте GSM?
4. Какое оборудование включает в себя базовая станция?
5. Какая информация содержится в домашнем регистре в системе сотовой связи?
6. В какой блок записывается информация о том, что мобильный аппарат находится не в домашней сети?
7. Где размещается гостевой регистр в системе сотовой связи стандарта GSM?
8. Чем определяется абонентская емкость базовой станции ССС стандарта CDMA?
9. Чем определяется абонентская емкость базовой станции ССС стандарта GSM?
10. Каковы функции базовой станции (BTS):
11. Что представляет физический канал в CDMA?
12. Что представляет физический канал в GSM?
13. Какой логический канал GSM отвечает за установку уровня мощности передатчика мобильной станции?
14. Какова максимальная мощность сотового телефона стандарта GSM?
15. Какова максимальная мощность сотового телефона стандарта CDMA?
16. Какую предельную скорость передачи данных обеспечивает технология?



17. Какова ширина спектральной полосы в стандарте CDMA?
18. Какая чиповая скорость передачи данных в CDMA?

### **Информационные источники**

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура. М.: Эко-Трендс, 2010. 284 с.
2. Гольдштейн Б.С., Соколов Н.А., Яновский Г.Г. Сети связи. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. - 400 с.
3. Основы инфокоммуникационных технологий. / под ред. В.П. Шувалова. - М.: Горячая линия- Телеком, 2009. - 712 с.
4. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. - М.: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.
5. Кааранен Х. и др. Сети UMTS. Архитектура, мобильность, сервисы. М.: Техносфера, 2005 - 464 с.
6. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи / под ред. А.И. Ледовского. - М.: Горячая линия -Телеком, 2006. - 536 с. ISBN 5-93517-248-8.
7. Кааранен Х., Ахтиайнен А., Лаитинен Л., Найян С., Ниemi В. Сети UMTS. Архитектура, мобильность сервисы. М.: Технофера, 2007. 464 с. ISBN 978-5-94836-116-1.
8. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М.: Горячая линия - Телеком, 2007. - 432 с. ISBN 5-93517-252-6.
9. Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов / В. П. Ипатов, В. К. Орлов, И. М. Самойлов, В. Н. Смирнов; под. ред. В.П. Ипатова. - М.: Горячая линия - Телеком, 2008. - 272 с.